

<논문>

HDD 스피들 구동용 BLDC 전동기의 편심을 고려한 동적 거동 해석

Dynamic Behavior Analysis for HDD Spindle Motors with Rotor Eccentricity

김태종* · 김경태** · 황상문*

Tae-Jong Kim, Kyung-Tae Kim and Sang-Moon Hwang

(2000년 7월 11일 접수 : 2000년 11월 3일 심사완료)

Key Words : Brushless DC Motor(브러쉬레스 직류 전동기), Rotor-Motor System(회전축-전동기 시스템), Unbalanced Magnetic Force(불평형 전자기력), Finite Element -Transfer Matrix Method(유한요소 전달행렬법), Transient Whirl Response(과도 휘돌림 응답)

ABSTRACT

Vibration of disk drive spindle is one of the major limiting factors in achieving higher track densities in hard disk drives. Vibration of a BLDC motor is a coupled phenomenon between mechanical characteristics and magnetic origins through the motor air-gap. In this paper, radial magnetic forces for symmetric and asymmetric BLDC motor are calculated with respect to the various rotor eccentricity using analytic method. Based on the results of the radial magnetic forces, transient whirl responses of the spindle motor are analyzed using finite element and transfer matrices. Results show that an asymmetric motor has a worse effects on unbalanced magnetic forces and vibration when mechanical and magnetic coupling exists.

1. 서론

현대 산업의 고도화, 자동화와 더불어 정보 전달 및 저장 기술의 급격한 발전에 힘입어 멀티미디어 시대의 실현이 최근에 더욱 가속화되고 있다. 특히, 인터넷의 대중화와 개인용 컴퓨터의 발전으로 컴퓨터 및 각종 산업장비의 정보기억 장치는 엄청나게 많은 정보의 저장용량을 요구하게 되었으며 정보 저장기기로 널리 사용되고 있는 하드디스크 드라이브(hard disk drive)에 대한 폭발적인 수요를 불러일으키게 되었다. 고도의 회전 정밀도를 요구하는 HDD 구동용 정밀 BLDC 전동기는 시스템의 진동 발생원이 되며, 직접적으로

제품의 정보 저장 성능을 결정하는 중요한 요소이다. 일반 회전기계와는 달리 HDD 구동용 BLDC 전동기는 정보저장 매체인 디스크를 구동하므로, 디스크의 질량 편심, 축 어긋남(misalignment), 가공 및 조립과정의 오차 등에 의해 발생하는 회전자의 편심은 전동기와 HDD의 성능 및 진동 소음 특성을 저하시킨다. 또한, 빠른 액세스 시간과 대용량의 데이터 전송률에 대한 소비자의 요구를 만족시키기 위해 HDD 디스크의 회전속도가 급격히 증가하고 있으며, 이로 인해 회전속도의 제공에 비례하는 디스크 불균형 질량에 의한 가진력이 커져 디스크-스피들 시스템의 진동이 심각한 문제로 나타나게 되었다. 이와 같이 HDD 제품의 진동과 소음은 기계적 및 전자기적 요인의 연성으로 발생되므로, 고밀도의 드라이브 설계를 위해서는 이들 특성을 함께 고려하여 회전자의 동적 거동 및 진동 특성을 해석할 필요가 있다.

하드디스크 드라이브 구동용 BLDC 전동기의 진동 및 소음원으로 작용하는 전자기력의 정확한 해석과 이를 저감시키

* 정회원, 부산대학교 기계공학부 및 기계기술연구소

Email : tjong@hyowon.pusan.ac.kr

** 부산대학교 항공우주공학과 박사과정

기 위한 많은 연구가 진행되어 왔다. 하드디스크 시스템의 동적 모델링, 축-탄성 원판의 연성 진동 해석 및 진동 특성에 관한 이론 및 실험적 연구가 있었다⁽¹⁻⁴⁾. BLDC 전동기의 저소음 운전을 위하여 인버터 출력 전압과 전류 파형을 개선시키거나⁽⁵⁾, 코깅 토크를 감소시키는 영구자석과 슬롯의 형상을 설계하는 등의 여러 방법이 제시된 바가 있다⁽⁶⁾. 8극 9슬롯 전동기와 같은 비대칭 형상을 설계함으로써 코깅 토크를 저감하는 설계 기술이 발표되었고⁽⁷⁾, 이들 전동기에 대한 전자기적 불평형력에 따른 진동 소음의 영향에 대해서도 발표되었다⁽⁸⁾. 한편, 회전자의 편심에 대해 섭동법을 이용하여 영구자석이 발생시키는 자계를 해석한 방법이 제시되었으며⁽⁹⁾, 일반 회전기계에서 기계 및 전자기적 가진력을 함께 고려하여 회전체의 동적 거동 특성을 해석하였다⁽¹⁰⁾. 그러나, 하드디스크 드라이버 구동용 전동기로 널리 사용되고 있는 대칭(symmetric) 및 비대칭(asymmetric) 전동기의 기계적 불평형과 전자기력을 함께 고려한 HDD 시스템의 동적 거동의 평가 및 비교에 관해서는 아직 보고된 바가 없다.

본 논문에서는 하드디스크 드라이버 구동용 BLDC 전동기로 함께 널리 사용되어지는 8극 9슬롯 비대칭(asymmetric) 전동기와 12극 9슬롯 대칭(symmetric) 전동기의 편심에 의한 자계해석을 기존의 연구결과를 근거하여 해석하였다. 또, BLDC 전동기의 동적 거동 및 진동의 가진력으로 간주되는 불평형 전자기력을 해석하고, 유한요소 전달행렬(FE-TM) 방법을 이용하여 스피들 회전축계의 휘둘림 궤적과 형태, BLDC 전동기의 동적 거동 특성을 각각 해석하였다.

2. 동적 모델링과 스피들 회전축계의 운동방정식

해석 대상 HDD의 스피들 회전축시스템⁽¹⁾은 Fig. 1과 같이 구름 베어링으로 양단 지지되는 스피들의 하단부에 BLDC 전동기의 회전자가 위치하고, 이 회전자의 중앙부에 전자기적 가진력이 작용한다. 회전축계의 동적 거동은 전자기적 가

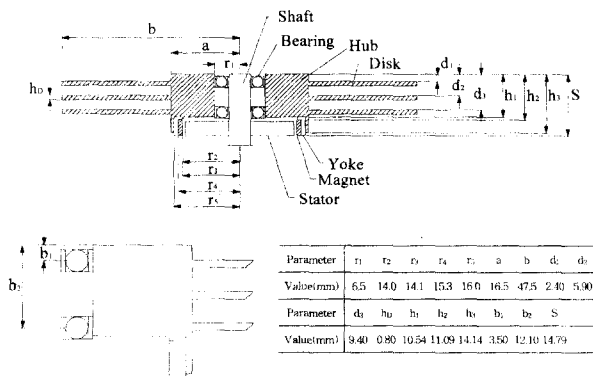


Fig. 1 Cross-sectional view of the 3-disk HDD spindle system

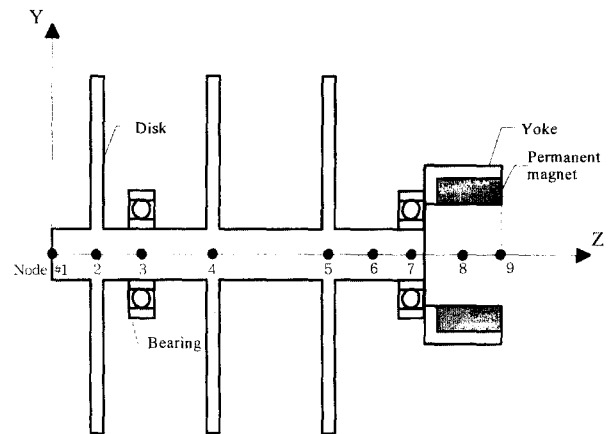


Fig. 2 Schematic of a rotor-motor system in a hard disk drive

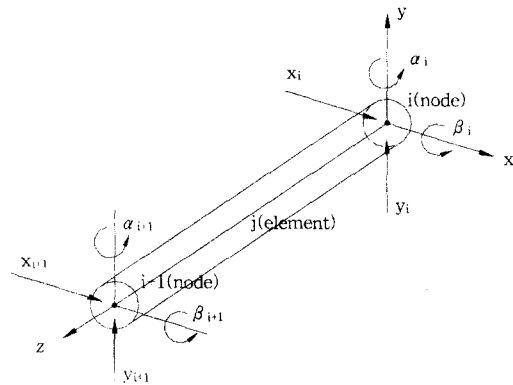


Fig. 3 Typical finite rotor element and coordinates

진력, 회전자의 질량 불평형에 의한 힘, 구름 베어링에 의해 발생하는 반력에 의해 영향을 받는다. 탄성 회전축의 휨 진동 해석을 위해 Fig. 2와 같이, 축의 직경 변화와 베어링 및 디스크의 위치에 따라 스피들들을 8개의 유한 요소 회전축, 3개의 강체 디스크 및 2개의 구름 베어링으로 구성되는 해석 모델로 가정한다. 축-베어링계의 유한요소 해석에 있어서, 축의 회전 영향을 고려하기 위해 유한 축 요소를 Rayleigh빔으로 가정하였으며 Fig. 3과 같이 표시된다.

축-베어링계의 모든 요소에 대한 운동방정식의 행렬은 유한 축의 영역 요소 및 강체 원판의 불평형 하중과 지지 베어링 위치에서의 점 요소를 포함하여 유도된다. 축-베어링계의 일반화된 요소는 유한 축, 강체 원판, 베어링이 조합되므로, 절점 i 및 $i+1$ 을 갖는 요소 j 의 일반화된 운동방정식을 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$[M_j]\{\ddot{q}(t)\} + [C_j]\{\dot{q}(t)\} + [K_j]\{q(t)\} = \{F(t)\} \quad (1)$$

여기서, $\{F(t)\} = \{ {}^R f_i \mid {}^L f_{i+1} \}^T$, $\{q(t)\} = \{ x_i,$

$y_i, \beta_i, \alpha_i \mid x_{i+1}, y_{i+1}, \beta_{i+1}, \alpha_{i+1} \}^T$ 는 절점 i 및 $i+1$ 에서 각각 일반화된, 시간에 따라 변동하는 힘 및 변위를 표시한다. 절점 i 는 요소 $j-1$ 과 요소 j 의 공유점으로 $j-1$ 요소의 오른쪽에 위치할 때 ${}^L i$ 로 표시하고, j 요소의 왼쪽에 위치할 때 ${}^R i$ 로 한다. 그러므로, ${}^R f_i(t)$ 는 요소 j 의 왼쪽 절점에 작용하는 힘을, ${}^L f_{i+1}(t)$ 는 같은 요소의 오른쪽 절점에서의 힘을 나타낸다. 또, $[M_j]$ 는 유한 축 및 강체 원판이 결합된 질량 행렬, $[C_j]$ 는 유한 축 요소 및 강체 원판의 자이로 영향과 베어링의 감쇠 특성이 결합된 감쇠 행렬, $[K_j]$ 는 축 및 지지 베어링의 강성이 결합된 행렬을 나타내고 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 [M_j] &= \begin{bmatrix} (m_{11})_j & (m_{12})_j \\ (m_{21})_j & (m_{22})_j \end{bmatrix}, \\
 [C_j] &= \begin{bmatrix} (c_{11})_j & (c_{12})_j \\ (c_{21})_j & (c_{22})_j \end{bmatrix}, \\
 [K_j] &= \begin{bmatrix} (k_{11})_j & (k_{12})_j \\ (k_{21})_j & (k_{22})_j \end{bmatrix} \quad (2)
 \end{aligned}$$

유한요소 모델링 및 Houbolt 수치적분 알고리즘을 사용하여, 기존의 전달행렬법이 시간 영역 및 동적 계의 비선형 해석까지 적용이 가능한 유한요소-전달행렬법으로 발전되었다. 이 방법에서, 임의의 시간 t 의 요소 절점 i 에서의 자유도의 가속도 및 속도는 적절한 정도를 가지면서 변위 $\{q_i(t)\}$ 의 선형적 함수로서 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$\{\ddot{q}_i(t)\} = A(t) \cdot \{q_i(t)\} + \{B_i(t)\} \quad (3)$$

$$\{\dot{q}_i(t)\} = D(t) \cdot \{q_i(t)\} + \{E_i(t)\} \quad (4)$$

여기서, $A(t), D(t), \{B_i(t)\}, \{E_i(t)\}$ 의 값은 적분방법에 따라 다양하게 정의되며, 요소 운동방정식의 시간 미분량을 대신하기 위해 Kumar 등이 개발하였다.⁽¹¹⁾ 식 (3), (4)를 (1)에 대입하면 다음과 같이 표시된다.

$$\begin{aligned}
 (A(t) \cdot [M_j] + D(t) \cdot [C_j] + [K_j]) \{q_i(t) \mid q_{i+1}(t)\}^T \\
 + [M_j] \{B_i(t) \mid B_{i+1}(t)\}^T + [C_j] \{E_i(t) \mid E_{i+1}(t)\}^T \\
 = \{F(t)\} \quad (5)
 \end{aligned}$$

이 방정식을 유한 요소 j 의 행렬의 항으로 전개하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} (K_{11})_j & (K_{12})_j & (v_1)_j \\ (K_{21})_j & (K_{22})_j & (v_2)_j \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_i(t) \\ q_{i+1}(t) \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} {}^R f_i(t) \\ {}^L f_{i+1}(t) \\ 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{aligned}
 \text{여기서, } (K_{11})_j &= A(t) \cdot (m_{11})_j + D(t) \cdot (c_{11})_j + (k_{11})_j \\
 (K_{12})_j &= A(t) \cdot (m_{12})_j + D(t) \cdot (c_{12})_j + (k_{12})_j \\
 (K_{21})_j &= A(t) \cdot (m_{21})_j + D(t) \cdot (c_{21})_j + (k_{21})_j \\
 (K_{22})_j &= A(t) \cdot (m_{22})_j + D(t) \cdot (c_{22})_j + (k_{22})_j \\
 (v_1)_j &= (m_{11})_j \cdot \{B_i(t)\} + (m_{12})_j \cdot \{B_{i+1}(t)\} \\
 &\quad + (c_{11})_j \cdot \{E_i(t)\} + (c_{12})_j \cdot \{E_{i+1}(t)\} \\
 (v_2)_j &= (m_{21})_j \cdot \{B_i(t)\} + (m_{22})_j \cdot \{B_{i+1}(t)\} \\
 &\quad + (c_{21})_j \cdot \{E_i(t)\} + (c_{22})_j \cdot \{E_{i+1}(t)\}
 \end{aligned}$$

절점 i 에서 다음의 평형 방정식이 성립한다.

$${}^R f_i(t) + {}^L f_i(t) = f_i^{ext}(t) \quad (7)$$

여기서, $f_i^{ext}(t)$ 는 절점 i 에 작용하는 일반화된 힘을 나타낸다. 식 (6), (7)에서 요소 j 의 오른쪽 절점 $i+1$ 에서의 변위 및 힘을 왼쪽 절점 i 의 전달행렬 관계식으로 표시하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} q_{i+1}(t) \\ {}^L f_{i+1}(t) \\ 1 \end{bmatrix} \\
 = \begin{bmatrix} - (K_{12})_j^{-1} (K_{11})_j & - (K_{12})_j^{-1} (s_1)_j \\ (K_{21})_j - (K_{22})_j (K_{12})_j^{-1} (K_{11})_j & - (K_{22})_j (K_{12})_j^{-1} (s_2)_j \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} q_i(t) \\ {}^L f_i(t) \\ 1 \end{bmatrix} \quad (8)
 \end{aligned}$$

$$\text{여기서, } (s_1)_j = (K_{12})_j^{-1} \cdot [f_i^{ext} - (v_1)_j]$$

$$(s_2)_j = (K_{22})_j (K_{12})_j^{-1} \cdot [f_i^{ext} - (v_1)_j] + (v_2)_j \text{이다.}$$

일반적인 축-베어링계의 유한요소 모델링의 경우, 식 (8)은 절점 $i+1$ 의 상태벡터는 유한 요소 j 의 전달행렬 $[T(t)]_j$ 및 절점 i 의 상태벡터의 곱으로서 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$\{u(T+\Delta t)\}_{i+1}^L = [T(t)]_j \cdot \{u(T+\Delta t)\}_i^L \quad (9)$$

전달행렬 관계식 (9)의 반복적인 적용으로 전체 축-베어링계에 관한 다음의 전달 관계식을 구할 수 있다.

$$\{u\}^L_n = [T]_n \cdot [T]_{n-1} \dots [T]_2 \cdot [T]_1 \cdot \{u\}^L_1 \quad (10)$$

스핀들 회전축의 양쪽 끝은 자유단이므로 경계조건은 다음과 같이 가정하였다.

$$L_{f1}(T+\Delta t)=0, \quad L_{f_n}(T+\Delta t)=f_n^{ext}(T+\Delta t) \quad (11)$$

3. 불평형 전자기력 해석

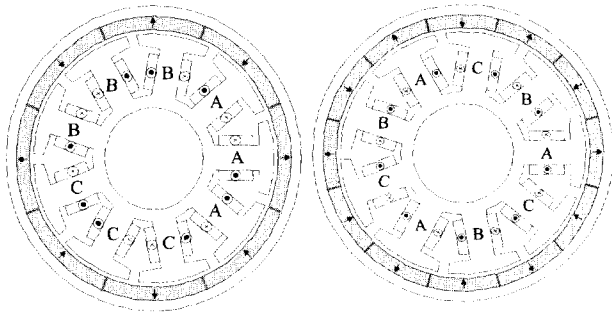
전자기력 해석을 위해 시작기 전동기는 Fig. 4와 같이 하드디스크 구동용 BLDC 전동기에 널리 사용되어지는 12극 9슬롯 대칭 전동기와 8극 9슬롯 비대칭 전동기이며, 자세한 제원은 Table 1과 같다.

회전체의 질량 편심이나 축 어긋남(misalignment), 제작 및 조립 상의 오차 등에 의해 회전자의 편심은 전동기 생산 과정에서 항상 발생하게 된다. 회전자 편심이 존재할 경우 전자계 지배 방정식은 스칼라 포텐셜 Φ 을 이용하면 다음과 같이 표현된다.

$$H = -\nabla\Phi \quad (12)$$

$$\frac{\partial^2\Phi_1}{\partial\xi^2} + \frac{1}{\xi} \frac{\partial\Phi_1}{\partial\psi} + \frac{1}{\xi^2} \frac{\partial^2\Phi_1}{\partial\psi^2} = 0 \quad (13)$$

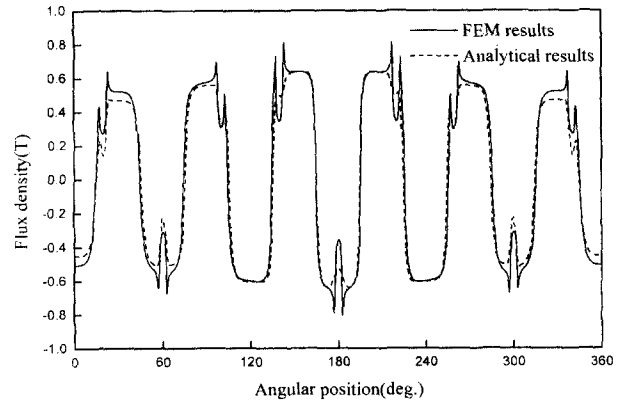
$$\frac{\partial^2\Phi_2}{\partial\xi^2} + \frac{1}{\xi} \frac{\partial\Phi_2}{\partial\psi} + \frac{1}{\xi^2} \frac{\partial^2\Phi_2}{\partial\psi^2} = \frac{1}{\mu_r} \frac{M_\xi}{\xi} \quad (14)$$



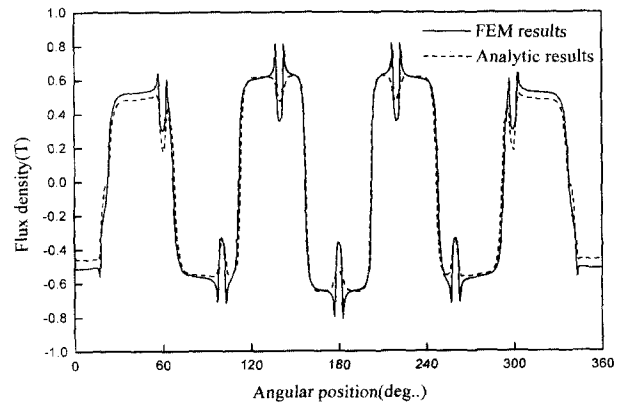
(b) A 12-pole and 9-slot motor (a) An 8-pole and 9-slot motor

Fig. 4 Analysis models (a)an asymmetric motor (b)a symmetric motor

여기서, H 는 자계의 세기, 하첨자 1은 공극영역, 하첨자 2는 영구자석 영역, μ_r 은 비투자율, M_ξ 는 ξ 방향의 자화 분포를 나타낸다. 섭동법(perturbation method)을 이용하여, 식 (13)과 (14)를 섭동 전개하고, 해석 모델의 전자계 경계 조건을 적용하면 해석 영역내의 자속밀도 분포를 얻을 수 있다⁽⁹⁾. 본 논문에서는 회전자 편심에 의한 영향만을 관찰하기



(a) A symmetric motor



(b) An asymmetric motor

Fig. 5 Flux density distribution in the stator surface (eccentricity ratio = 0.5)

Table 1 The specification of analysis model

Design parameters	An 8-pole and 9-slot motor	A 12-pole and 9-slot motor
Stator radius(R_s)	14 (mm)	14 (mm)
Magnet thickness(hm)	1.0 (mm)	1.0 (mm)
Airgap length(g)	0.25 (mm)	0.25 (mm)
Pole number(p)	8	12
Slot opening angle	5 (degree)	5 (degree)
Magnet remanence(Br)	0.71 (T)	0.71 (T)
Magnetization direction	Radial	Radial

위하여 영구자석의 자화 분포를 완전 착자라 가정하였다. Fig. 5는 회전자 편심이 공극의 50%일 경우 앞에서 제시한 해석적 방법을 이용하여 계산한 공극 자속밀도 분포와 유한요소법을 이용하여 구한 결과를 보여주고 있다. 해석적인 방법과 유한요소법을 비교해보면 치의 양 끝단과 극천이 영역을 제외하고는 거의 일치함을 확인할 수 있다. 이러한 영역에서의 차이는 이론적인 해석에 있어서 철의 자기 투자율을 무한대로 가정하였고, 슬롯 영역에 대한 공극 퍼미언스의 부정확한 가정에 기인한 것으로 예측할 수 있다. 따라서, 본 논문에서는 해석의 편이상 유한요소법을 이용하여 전자계를 해석하는 대신에 해석적 방법을 이용하여 전자계 및 전동기의 특성을 해석하였다.

두 물질의 경계면에 작용하는 응력은 맥스웰 응력 텐서(maxwell stress tensor)를 적용함으로써 구할 수 있다.

$$\sigma_{ij} = \frac{1}{\mu} \left(B_i B_j - \frac{1}{2} \delta_{ij} B_k B_k \right) \quad (15)$$

여기서, σ_{ij} 는 맥스웰 응력 텐서를 나타내고, B_i 는 자속밀도를 나타낸다. 두 물질 a, b 사이의 경계면에 작용하는 견인력(traction), f_{ij} 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$f_i = (\sigma_{ij}^a - \sigma_{ij}^b) n_j \quad (16)$$

일반적으로 철의 자기 투자율은 공극의 자기 투자율보다 2000~5000배이므로, 자기 견인력은 원통 좌표계를 도입함으로써 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$f_r = \frac{1}{2\mu_0} (B_r^2 - B_t^2) \quad (17)$$

$$f_t = \frac{1}{\mu_0} (B_r \cdot B_t) \quad (18)$$

여기서, f_r 과 f_t 는 각각 반경 방향과 접선 방향의 견인력 성분을 나타내고, B_r 과 B_t 는 반경 방향과 접선 방향의 자속밀도를 나타낸다. 일반 직교 좌표계(generalized cartesian coordinate system)를 이용하여 회전자 표면에 작용하는 x와 y방향의 극소 전자기 견인력은 다음과 같이 정의된다.

$$f_x = f_r \cdot \cos \theta - f_t \cdot \sin \theta \quad (19)$$

$$f_y = f_r \cdot \sin \theta + f_t \cdot \cos \theta \quad (20)$$

회전자 중앙부에 작용하는 전자기적 전작용력(electromagnetic global forces) $F_{x,mag}$ 와 $F_{y,mag}$ 는 전자기 극소 견인력을 회전자 표면에 대해 적분함으로써 계산할 수 있다.

$$F_{x,mag} = \int_0^{2\pi} f_x \cdot l_{ef} \cdot r \cdot d\theta \quad (21)$$

$$F_{y,mag} = \int_0^{2\pi} f_y \cdot l_{ef} \cdot r \cdot d\theta \quad (22)$$

여기서, l_{ef} 는 고정자 철심의 적층폭을 나타낸다.

Fig. 6은 해석적 결과로부터 얻은 자속밀도를 이용하여 해석한 고정자 치의 중앙에 작용하는 견인력 성분을 나타내고 있다. 회전자가 동심 위치에서 벗어남에 따라, 공극이 좁게 되어진 측에서는 전자기 견인력은 더욱 강하게 되고, 넓어진 측에서는 반대로 감소하게 된다. 즉, 전자기력은 항상 좁은 공극 방향으로 작용함을 알 수 있다.

Fig. 7은 하드디스크 드라이버 전동기에서 회전자 편심이 존재할 경우 회전자의 위치를 고정시킨 후 회전자 중앙에 작용하는 불평형 전작용력을 회전자의 편심율(편심거리/공극크기)에 대하여 나타내고 있다. 비대칭 전동기에서 회전자 편심이 없는 경우 전자기적 비대칭 구조에 의해 불평형 전작용력이 발생함을 알 수 있다. 또한, 회전자의 편심이 증가함에 따라 두 전동기 간의 불평형력의 차이가 더욱 증가하는데, 이는 극수의 감소에 따른 극천이 구간에서의 fringing flux에 의한 것임을 알 수 있다.

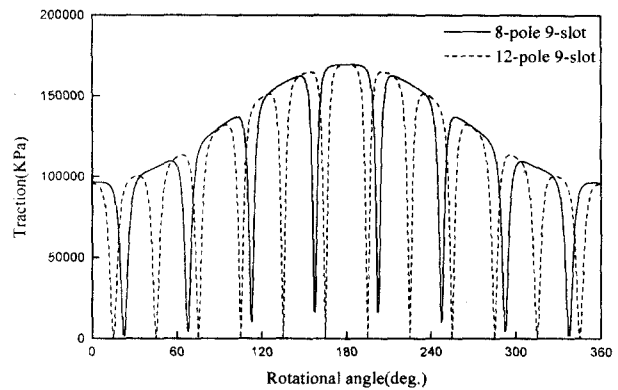


Fig. 6 Radial magnetic traction acting on the center tooth (eccentricity ratio=0.5)

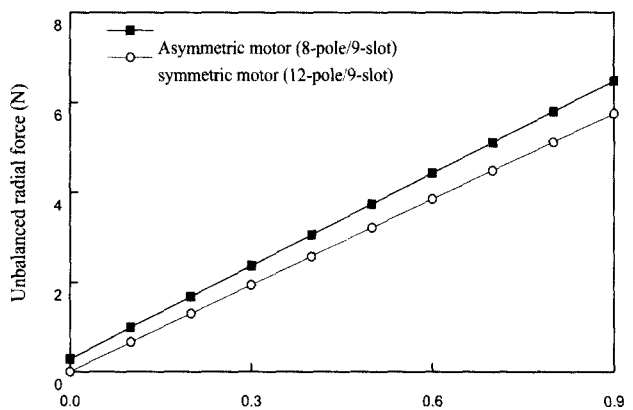


Fig. 7 Unbalance magnetic forces with respect to rotor eccentricity

Fig. 8은 회전자의 위치각에 대한 비대칭과 대칭 전동기의 x와 y방향의 전자기력 성분을 나타내고 있다. Fig. 9는 회전자의 편심율이 0.5일 경우 회전자의 위치각에 대한 반경방향 불평형 전자기력의 궤적(loci)을 보여주고 있다. 대칭 전동기에서는 불평형 전자기력의 주파수는 회전자의 회전주파수와 동일하고, 반경 방향의 전자기력의 크기는 회전자의 편심에 상관없이 거의 일정함을 확인할 수 있다. 그러나, 비대칭 전동기에서는 회전자의 편심에 의한 회전주파수의 전자기 가진력 성분과 더불어 영구자석과 고정자의 비대칭 구조에 의해 회전자의 회전주파수의 8번째 고조파 성분이 함께 발생하게됨을 확인할 수 있다. 즉, 비대칭 전동기의 불평형 전자기력의 크기는 회전자의 편심에 대해 변화하게 되고, 전자기력의 주파수 성분은 회전주파수와 회전 주파수 성분의 8번째 고조파 성분으로 가진하게 됨을 알 수 있다. 따라서, 회전하는 편심에 대한 전자기력은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$F_{x,mag} = \sum_n F_x^0 \cos(8n\omega_m t) + \epsilon F_x^1 \cos(\omega_m t + \phi) \quad (23)$$

$$F_{y,mag} = \sum_n F_y^0 \sin(8n\omega_m t) + \epsilon F_y^1 \sin(\omega_m t + \phi) \quad (24)$$

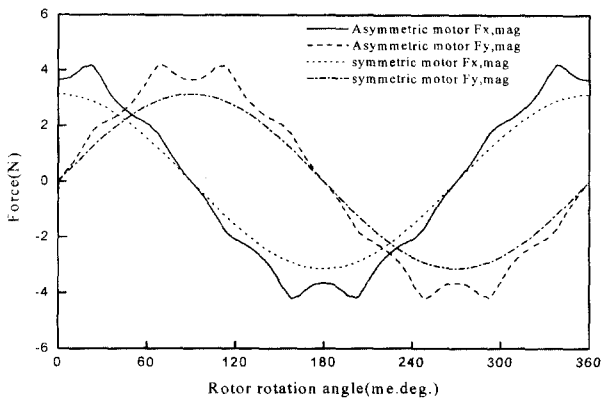


Fig. 8 Unbalanced magnetic forces with respect to the rotor position(eccentricity ratio=0.5)

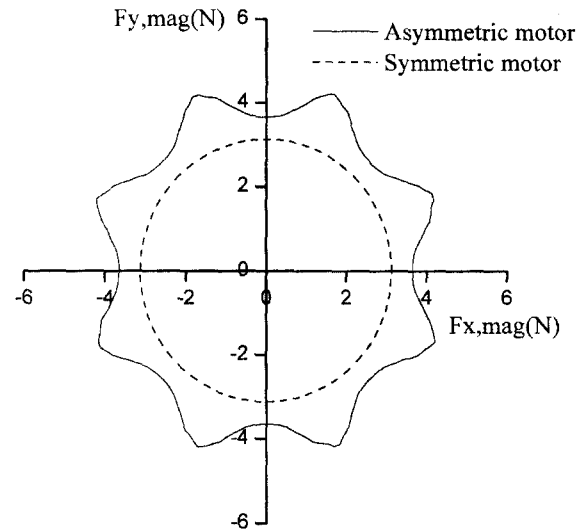


Fig. 9 Loci of the unbalanced magnetic forces (eccentricity ratio=0.5)

여기서, 대칭 전동기에서는 구조적 대칭성에 의해 F_x^0 와 F_y^0 는 제거됨을 알 수 있다.

4. 동적 거동 해석

유한요소 전달행렬법을 이용하여 전자기적 불평형력을 고려한 편심 회전자 및 탄성 회전축-베어링계로 구성되는 BLDC 전동기의 동적 거동을 해석하였다. 해석 대상 스핀들 시스템의 전동기는 7200 rpm의 정속으로 운전되는 모델이다. 회전축의 단면 직경의 변화와 구름 베어링의 위치에 따라 8개의 축 요소로 나누어 모델링 하였으며, 이들과 절점에 위치하는 강체 평판의 제원은 Table 2와 같다.

Table 2 Configuration data of spindle system

Element data (shaft)				Node data (disk)			
No.	Mass(g)	Length(mm)	Radius(mm)	No.	Mass (m _D , g)	Diametral moment of inertia (kg·m ²)	Polar moment of inertia (kg·m ²)
1	5.645	2.40	16.5	2	15.878	8.956×10 ⁻⁶	1.791×10 ⁻³
2	2.587	1.10	16.5	4	15.878	8.956×10 ⁻⁶	1.791×10 ⁻³
3	5.645	2.40	16.5	5	15.878	8.956×10 ⁻⁶	1.791×10 ⁻³
4	8.233	3.50	16.5				
5	2.682	1.14	16.5				
6	5.397	1.56	8.57				
7	2.726	0.84	8.57				
8	6.003	1.85	8.57				

구름 베어링의 강성계수는 K_{xx} , K_{yy} 의 값이 지배적이고, 2개의 베어링은 같은 조건으로 하여 $K_{xx} = K_{yy} = 5.0 \times 10^8 \text{ N/m}$ 의 값으로 하였다. 또, 스피들 회전축시스템에서 허브(hub)의 밀도 $\rho_S = 2750 \text{ kg/m}^3$ 탄성계수 $E_S = 1.6 \times 10^{11} \text{ N/m}^2$, 디스크의 밀도 $\rho_D = 2800 \text{ kg/m}^3$ 탄성계수 $E_D = 72.0 \times 10^9 \text{ N/m}^2$, 요크(yoke)의 밀도 $\rho_Y = 7800 \text{ kg/m}^3$ 탄성계수 $E_Y = 1.2 \times 10^{11} \text{ N/m}^2$, 전동기 마그네트의 밀도 $\rho_M = 5600 \text{ kg/m}^3$ 탄성계수 $E_M = 1.2 \times 10^{11} \text{ N/m}^2$ 이다.

회전축-구름 베어링으로 구성되는 스피들 축시스템의 동적 해석에서, 계산과정의 수렴은 시간 간격 $\Delta T = 1.5 \times 10^{-4} \text{ s}$ 에서 얻어지며, 원점 부근의 초기값에서 시작하여 4주기 이후 안정적인 궤적의 형태를 나타낸다. 안정적으로 수렴될 때까지 궤적이 변동되는 양상은 ΔT 에 따라 변하지만, 수렴된 궤적의 형상 및 크기는 동일하였다.

해석 대상 HDD의 스피들 회전축시스템은 디스크의 위치인 # 2, # 4 및 # 5의 절점에서 반경 $r_e = 2.75 \text{ mm}$ 의 불평형 질량 $m_e = 1.0 \text{ g}$ 이 존재한다. 이들 절점에서 불평형 질량에 의한 하중이 작용되고 절점 # 8에서 전자기적 가진력을 고려하는 경우, 구름 베어링으로 지지된 스피들 축시스템의 동적 휘돌림 거동을 해석하였다. 본 논문에서는 하드디스크 드라이버 구동용 BLDC 전동기의 8극 9슬롯 비대칭(asymmetric) 모델과 12극 9슬롯 대칭(symmetric) 모델의 휘돌림 궤적을 각각 Fig. 10 (a), (b)와 같이 구하였다. 결과에서 보듯이, 궤적의 크기는 스피들 시스템의 상부 끝단 # 1에서 가장 크게 나타나며, 모든 절점에서 비대칭 모델이 대칭 형상보다 휘돌림 궤적이 크게 나타난다. 또, 대칭 형상의 전동기는 축의 길이 방향으로 원형 궤적의 진동 형태를 나타내지만, 비대칭 모델의 경우 전동기가 위치하는 부분의 휘돌림 형태는 꽃잎 모양의 운동궤적을 보여주고 있다. 대칭 형상의 원형 궤적과 비교하여 비대칭 모델 전동기의 휘돌림 궤적은 꽃잎 형상이므로 동적 거동의 흔들림이 보다 크게 나타나는 것으로 사료된다. 그러므로, 회전 디스크의 질량 불평형에 의한 기계적 가진력 및 회전자가 공극 중심에서 어긋난 위치에 있는 경우에 발생하는 전자기적 가진력은 회전축의 휘돌림 운동을 발생시킨다. 이 휘돌림 운동의 떨림은 대칭 형상의 전동기보다 비대칭 형상의 전동기 모델에서 더 크게 나타난다.

궤적의 중심과 까만점으로 표시된 크랭크 각도 0° 의 시작점 사이의 위상각은 대칭 형상, 비대칭 형상 전동기에서 모두 일정하므로 휘돌림 형태는 원통형상의 휘돌림(cylindrical whirl)으로 나타난다. 또, Fig. 10 (a), (b)에서 까만점으로 표시된 크랭크 각도 0° 의 위치에서, 그림의 왼쪽 끝단에서

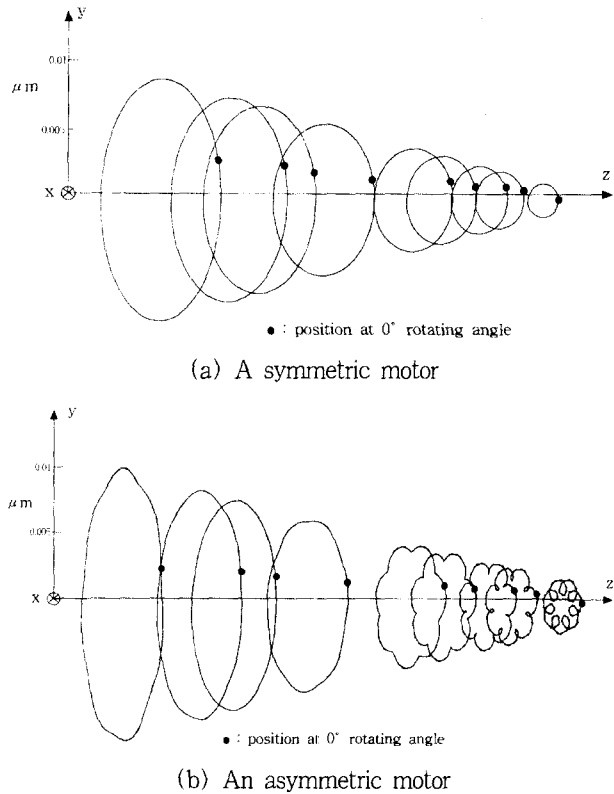


Fig. 10 Comparison of orbital plots along the spindle axis with (a) a symmetric motor (b) an asymmetric motor

관찰하였을 때 시계방향(z축 방향)으로 궤적을 그리는 정방향 휘돌림(forward whirl) 운동을 한다. 위상각은 각 절점에 따라 거의 일정하였으며, 대칭 형상 전동기의 각도는 173.53° 이고 비대칭 형상은 174.56° 로서 거의 비슷하였다.

5. 결론

하드디스크 드라이버 구동용 BLDC 전동기로 사용되어지는 8극 9슬롯 비대칭(asymmetric) 전동기와 12극 9슬롯 대칭(symmetric) 전동기의 편심에 의한 전자기계를 각각 해석하였다. 또, BLDC 전동기의 동적 거동 및 진동의 가진력으로 간주되는 불평형력 및 전자기력을 계산하고, 유한요소 전달행렬법을 이용하여 디스크의 휘돌림 궤적과 BLDC 전동기의 동적 거동 특성을 구하였다. 즉, 회전 디스크의 질량 불평형에 의한 기계적 가진력 및 회전자가 공극 중심에서 어긋난 위치에 있는 경우에 발생하는 전자기적 가진력은 회전축의 휘돌림 운동을 발생시킨다. 위상각은 각 절점에 있어서 거의 일정하였으며, 대칭 형상 및 비대칭 형상 전동기의 위상각도는 전동기의 위상각도 거의 비슷하였다. 그러므로, 비대칭 혹은 대칭 전동기가 적용된 스피들 회전축계의 휘돌림

형태는 각각 원통형상의 휘돌림(cylindrical whirl)으로 나타나고, 시계방향(z축 방향)으로 궤적을 그리는 정방향 휘돌림(forward whirl) 운동을 한다. 이 휘돌림 운동의 흔들림은 대칭 형상의 전동기보다 비대칭 형상의 전동기 모델이 더 크게 나타나므로 대칭의 전동기가 적용된 HDD시스템의 동적 특성이 상대적으로 양호하다고 생각할 수 있다.

참고 문헌

- (1) Lee C. W., Jia H. S., Kim C. S. and Chun S. B., 1997, "Tuning of Simulated Natural Frequencies For a Flexible Shaft-Multiple Flexible Disk System," *Journal of Sound and Vibration*, Vol. 207, No. 4, pp. 435~451.
- (2) 전상복, 이종원, 1999, "축-이중 원판계의 진동해석," *대한기계학회논문집(A)*, 제 21 권, 제 6 호, pp. 896~906.
- (3) 임승철, 제인주, 1999, "다중 박 원판을 갖는 유연 회전축계의 유한 요소 및 실험적 모드 해석," *한국소음진동공학회지*, 제 9 권, 제 5 호, pp. 1029~1035.
- (4) 장건희, 홍선주, 한재혁, 김동균, 1999, "점탄성 댐핑 물질을 이용한 하드 디스크 드라이브의 NRRO저감," *한국소음진동공학회지*, 제 9 권, 제 6 호, pp. 1234~1239.
- (5) Carlson R., Lojioe-Maxenc M. and Fagundes J., 1992, "Analysis of Torque Ripple due to Phase Commutation in Brushless DC Machines," *IEEE Transactions on Industry7 Application*, Vol. 28, No. 3, pp. 632~638.
- (6) Hwang S. M. and Lieu D. K., 1994, "Design Technique for Reduction of Reluctance Torque in Brushless DC Permanent Magnet Motors," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 30, No. 6, pp. 4287~4289.
- (7) Jang G. H., Yoon J. W., Park N. Y. and Jang S. M., 1996, "Torque and Unbalanced Magnetic Force in a Rotational Unsymmetric Brushless DC Motors," *IEEE Transactions on Magnetic*, Vol. 32, No. 5, pp. 5157~5159.
- (8) Chen S. X., Low T. S. and Liu Z. J., 1996, "Design Trends of Spindle Motors for High Performance Hard Disk Drives," *IEEE Transactions on Magnetic*, Vol. 32, No. 5, pp. 3848~3850.
- (9) Ungtae Kim and Dennis K. Lieu, 1998, "Magnetic Field Calculation in Permanent Magnet Motors with Rotor Eccentricity: With Slotting Effect," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 34, No. 4, pp. 2243~2252.
- (10) 김태종, 황상문, 박노길, 1999, "BLDC 전동기의 전자기적 불평형력을 고려한 편심 회전자의 동적 거동 해석," *대한전기학회논문지*, 제 48B 권, 제 11 호, pp. 604~610.
- (11) Kumar, A. S. and Saukar, T. S., 1986, "A New Transfer Matrix Method for Response Analysis of Large Dynamic Systems," *Computers and Structures*, vol. 23, No. 4, pp. 545~552.